

LOW VOLTAGE PROTECTIVE CIRCUIT

Patent number: JP1295669
Publication date: 1989-11-29
Inventor: YAMAKAWA AKIRA
Applicant: STANLEY ELECTRIC CO LTD
Classification:
- **International:** H02M3/28; H02M7/48; H02M7/537
- **European:**
Application number: JP19880123297 19880520
Priority number(s):

Report a data error here

Abstract of JP1295669

PURPOSE:To enable a device to reset the output by forcibly stopping the motion of a low voltage protective circuit when a power switch is turned OFF while the above protective circuit is in motion.
CONSTITUTION:A switching regulator controls pulses through an FET 6 by a control IC 5 operated through an auxiliary power circuit 4 after AC power supply is rectified and smoothed by using a diode 2 and a smoothing capacitor 3 and makes desired output voltage through a transformer 7 and a rectification-smoothing circuit 8. In this connection, a low voltage protective circuit 20 is provided, which is composed of a diode 21 connected to an SCR 12 in series, the second transistor(Tr) 22, a photodetector 23, a drive circuit 24, a light emitting element 25, etc. Constant voltage is applied to the collector of the second Tr 22 from a positive side of an electrolytic capacitor 11 through the resistance and diode. Thus, when the Tr 10 gets OFF and SCR 12 is conducting by a load short-circuit, etc., the SCR 12 is shorted by the Tr 22 through the light emitting element 25, etc., so that the operation of the protective circuit 20 is stopped.

Data supplied from the esp@cenet database - Patent Abstracts of Japan

⑫ 公開特許公報(A) 平1-295665

⑤ Int. Cl.⁴
H 02 M 3/155
3/28

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成1年(1989)11月29日

B-7829-5H

F-7829-5H

B-7829-5H 審査請求 未請求 請求項の数 3 (全7頁)

⑭ 発明の名称 DC-DCコンバータ

⑯ 特 願 昭63-307239

⑰ 出 願 昭63(1988)12月5日

優先権主張 ⑱ 昭63(1988)2月24日 ⑲ 日本(JP) ⑳ 特願 昭63-41136

㉑ 発 明 者 黒 田 栄 寿 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内

㉒ 出 願 人 富士電機株式会社 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

㉓ 代 理 人 弁理士 山 口 巖

明 細 書

1. 発明の名称 DC-DCコンバータ

2. 特許請求の範囲

1) 開閉駆動信号に基づき繰り返し開閉して直流電源電圧を交流に変換する開閉手段と、その交流を昇圧する昇圧手段と、その昇圧された交流を整流平滑化して直流出力電圧に変換する交直変換手段とを含むDC-DCコンバータであって、

前記直流電源電圧を入力源とし、第1の電圧値が動作下限で所定のデューティ比の第1の開閉駆動信号を出力する第1の駆動信号発生手段と、

前記直流出力電圧を入力源とし、第1の電圧値以上の第2の電圧値が動作下限で、該直流出力電圧を検出しつつこれを定常電圧値に維持すべき第2の開閉駆動信号を出力する第2の駆動信号発生手段と、

前記直流出力電圧が少なくとも第2の電圧値まで立ち上がる以前には第1の開閉駆動信号を、またこの立ち上がりの後には第2の開閉駆動信号を、それぞれ前記開閉手段に切り換えて与える駆動信

号切換手段と、

を備えたことを特徴とするDC-DCコンバータ。

2) 前記直流出力電圧の消失に受動して前記第1の開閉駆動信号を吸収する信号吸収手段を備えたことを特徴とする請求項第1項に記載のDC-DCコンバータ。

3) 前記昇圧手段がトランスで、前記直流電源電圧に基づく所定電圧値を前記直流出力電圧側に投入する電圧投入手段を備えたことを特徴とする請求項第2項に記載のDC-DCコンバータ。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明はいわゆる昇圧型のDC-DCコンバータに関し、特に、乾電池1、2本を直流電源とし、その電圧が極めて低くても動作可能なDC-DCコンバータに関する。

(従来の技術)

乾電池を電源とするポータブル機器においては、小形、軽量化のため使用する電池の本数は極力少

ないことが望まれる。またこの機器を少ない電池本数で、できる限り長時間動作させるためには、電池電圧が下がった場合にもその機器が動作し得るようにする必要がある。従ってこのような機器に組み込まれた安定化電源回路としてのDC-DCコンバータは電源電池電圧の下限まで極力広い動作範囲を持つことが必要である。

従来のDC-DCコンバータは、電源電池電圧を入力源として動作し開閉駆動信号を出力する定電圧制御用ICと、この開閉駆動信号を受けて電池電圧を繰り返し開閉して交流を出力するチョッパと、その交流を昇圧する昇圧コイルと、その昇圧された交流を整流して平滑化する整流平滑回路とで構成されている。

(発明が解決しようとする課題)

しかしながら、上記従来のDC-DCコンバータにあっては、開閉駆動信号を出力する定電圧制御用ICの動作下限が2~2.5Vで、充分低くはなく、この電圧以下では動作不能であることから、開閉駆動信号が発生せず、DC-DCコンバータ

が動作しないので、従って電池本数の削減にも限界があった。

そこで本発明の課題は、上記のような定電圧制御部を有する昇圧型DC-DCコンバータに適用され、低い電源電池電圧でも動作し所定のデューティ比のドライブパルスを出力する起動パルス発生回路を設け、コンバータの起動時にはこのドライブパルスをチョッパに与えて直流出力電圧を予め立ち上げ、この立ち上げ後にその直流出力電圧を以て動作する定電圧制御部からのドライブパルスを上記チョッパに切り換えて与えることにより、動作可能電圧の下限値を大幅に低くしたDC-DCコンバータを提供することにある。

(課題を解決するための手段)

上記課題解決のために講じた技術的手段は、直流電源電圧(入力電圧E_iなど)を入力源とし、第1の電圧値(電圧値E₁など)が動作下限で所定のデューティ比の第1の開閉駆動信号(ドライブパルスP₁など)を出力する第1の駆動信号発生手段(起動パルス発生回路3など)を新たに付加し、第

1の電圧値以上の第2の電圧値(電圧値E₂など)が動作下限で直流出力電圧(出力電圧E_oなど)を入力源とし、該直流出力電圧を検出しつつこれを定常電圧値(電圧値E₀など)に維持すべき第2の開閉駆動信号(ドライブパルスP₂など)を出力する第2の駆動信号発生手段(制御回路4など)と、直流出力電圧が少なくとも第2の電圧値まで立ち上がる以前には第1の開閉駆動信号を、またこの立ち上がりの後には第2の開閉駆動信号を、それぞれ開閉手段(スイッチングトランジスタ10など)に切り換えて与える駆動信号切換手段(電圧検出切換回路6など)と、を備えたものである。

本発明は、上記各手段に加えて、直流出力電圧の消失に受動して前記第1の開閉駆動信号を吸収する信号吸収手段(ダイオードDなど)をも包含する。また、昇圧手段がトランス(トランス22)の場合には、直流電源電圧に基づく所定電圧値を直流出力電圧側に投入する電圧投入手段(起動スイッチSWなど)をも包含する。

(作用)

かかる手段によれば、直流電源電圧が投入され、その電圧が第2の電圧値以下の低い第1の電圧値に達すると、第2の駆動信号発生手段は未だ動作しないが、第1の駆動信号発生手段が動作し、第1の開閉駆動信号が駆動信号切換手段を介して開閉手段に供給される。これにより直流電源電圧がその開閉手段の開閉動作によって交流化され、その交流は昇圧手段で昇圧された後、昇圧された交流は交直変換手段で整流平滑化されて直流出力電圧が現れる。この直流出力電圧は所定のデューティ比の第1の開閉駆動信号に基づいて得られるので、直流電源電圧の立ち上がりに応じて上昇する。直流出力電圧が第2の電圧値に達すると、この直流出力電圧を入力源とする第2の駆動信号発生手段が動作を開始して第2の開閉駆動信号を発生し、駆動信号切換手段の切換動作によって今度は、第2の開閉駆動信号が開閉手段に与えられ、これに基づいて直流出力電圧が定常電圧値に維持制御されることとなる。

直流電源電圧が第2の駆動信号発生手段を動作

可能とする第2の電圧値以下のときでも、それより低い第1の電圧値に達しているときには、第1の開閉駆動信号に基づいて、直流出力電圧を第2の電圧値以上に立ち上げ、これにより、立ち上げられる直流出力電圧をフィードバックして入力源とする第2の駆動信号発生手段が支障なく第2の開閉駆動信号を発生させ、これが直流出力電圧を定電圧制御するので、低い第1の電圧値を動作下限とし、動作範囲の広いDC-DCコンバータが得られる。

また第2の駆動信号発生手段が一度動作を開始すると、直流電源電圧が下がって来ても、第2の駆動信号発生手段は直流出力電圧の定常電圧値を受け続けるから、直流電源電圧が開閉手段等の動作入力下限値等に降下するまで、直流出力電圧が定常電圧値で推移するので、直流電源電圧が第1の電圧値以下でも、ある程度定常動作が持続する。

また、出力短絡が発生すると直流出力電圧が消失し第1の開閉駆動信号により開閉手段が駆動されることになるが、この第1の開閉駆動信号は信

号吸収手段により吸収されるので、開閉手段は開状態にされ、出力短絡による過電流破壊から保護される。

さらに、昇圧手段にトランスを用いた場合、信号吸収手段があると直流出力電圧が発生せずそのままでは起動しないので、電圧投入手段を設けて起動可能としている。

(実施例)

次に、本発明の実施例を添付図面に基いて説明する。

第1図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第1実施例を示すブロック回路図である。

図中、01は乾電池などの直流電源で、同図回路の動作可能な直流電源電圧(入力電圧) E_i の下限としては例えば1.8V程度までの低電圧を見込むものとする。

15はチョッパ式の昇圧DC-DCコンバータを構成するリアクトル(昇圧コイル)、10は直流電源01からリアクトル15を介して供給される電流を繰り返して断続するチョッパのスイッチングトランジ

スタで、便宜上リアクトル15と接地間に図示してある。11はスイッチングトランジスタ10のオフ時にリアクトル15に発生する交流電圧を整流する整流ダイオード(整流回路)、12はその整流電圧を平滑化し直流出力電圧(出力電圧) E_o を得る平滑コンデンサ(平滑回路)である。

4は出力電圧 E_o を入力源として動作下限 E_d (例えば2.5V)以上で動作する制御回路であり、定電圧制御用ICなどからなる。この制御回路4は出力電圧 E_o を分圧抵抗13、14を介して検出し、その出力電圧 E_o を定常電圧値 E_s (例えば5V)に保つような可変デューティ比 T_{on}/T (後述)のドライブパルスP2を出力するものである。

3は制御回路4の動作下限 E_d より低い動作下限 E_i (例えば1.8V)を有し、入力電圧 E_i を入力源として動作する起動パルス発生回路で、所定のデューティ比のドライブパルスP1を出力するものである。

5はドライブパルスP1またはP2を選択してスイッチングトランジスタ10のベースBに与えるド

ライブパルス選択回路である。

6は出力電圧 E_o を検出しドライブパルス選択回路5及び起動パルス発生回路3の動作を切り換える電圧検出切替回路である。

第2図はドライブパルスP1またはP2の波形例を示し、TはドライブパルスP1またはP2の繰り返されるパルス周期、 T_{on} はその周期T内においてスイッチングトランジスタ10をオンとするパルス持続時間、 T_{off} はそれをオフとするパルス休止時間で、デューティ比は T_{on}/T で与えられる。

次に、上記実施例の作用効果を第3図を参照しつつ説明する。

まず、DC-DCコンバータに電源スイッチ(図示せず)を介して入力電圧 E_i が投入されると、入力電圧 E_i は電源01の内部抵抗と平滑コンデンサ12の容量等で定まる時定数にしたがい立ち上がる。入力電圧 E_i が起動パルス発生回路3の動作下限電圧値 E_i (1.8V)未満の場合は、起動パルス発生回路3及び制御回路4も動作しないが、電源01の起電力があるときは入力電圧 E_i は下限電圧

値 $E_i(1.8V)$ に達する。

入力電圧 E_i が下限電圧値 $E_i(1.8V)$ になると、起動パルス発生回路3が動作開始し、ある固定されたデューティ比 T_{off}/T のドライブパルス $P1$ を発生する。このドライブパルス $P1$ はドライブパルス選択回路5を介してスイッチングトランジスタ10のベースBに供給され、そのデューティ比 T_{off}/T と入力電圧 E_i の値によって入力電圧 E_i を昇圧した出力電圧 E_o が得られる。即ち、

$$E_o = \left(\frac{T}{T_{off}} \right) E_i \quad \text{.....(1)}$$

$$= \frac{1}{1 - \left(\frac{T_{off}}{T} \right)} E_i \quad \text{.....(2)}$$

で与えられる。

ドライブパルス $P1$ の発生後、出力電圧 E_o が下限電圧値 $E_o(2.5V)$ に達すると、制御回路4が動作を開始すると共に、電圧検出切換回路6の動作によりドライブパルス選択回路5が切り換えられ、制御回路4からのドライブパルス $P2$ がド

ライブパルス $P1$ に代わってスイッチングトランジスタ10のベースに供給される。このドライブパルス $P2$ に基づき、上記(1)、(2)式で与えられる出力電圧 E_o が若干昇圧された後、定常電圧値 E_o (例えば $5V$) にて定常維持される。ところで、制御回路4の動作開始後には、電源電力の消費を抑制するために、電圧検出切換回路6の出力により起動パルス発生回路3の動作を停止させても良いが、ただこの停止はドライブパルス選択回路5が切り換わった後になるようにする。

このように、実質的にコンバータの定常動作は、入力電圧 E_i が制御回路4の動作下限電圧値 $E_i(2.5V)$ より低い起動パルス発生回路3の動作下限電圧値 $E_i(1.8V)$ で開始されるが、逆に電源電力が相当消費して入力電圧 E_i が低下する過程を考慮するに、入力電圧 E_i が電圧値 $E_i(2.5V)$ 以下になると、従来のコンバータであれば動作停止するが、上記実施例における制御回路4は出力電圧 E_o を入力源としており、入力電圧 E_i の低下分を打ち消すようにドライブパルス $P2$ のデューテ

ィ比 T_{off}/T が増大するので、出力電圧 E_o はそのまま定常電圧値 $E_o(5V)$ に保たれている。更に、入力電圧 E_i が下降して電圧値 $E_i(1.8V)$ 以下になっても、ドライブパルス $P2$ のデューティ比 T_{off}/T が限りなく1に近づき、昇圧率が無限大になるので、理論的には定常電圧値 $E_i(1.8V)$ を得ることができるが、例えばスイッチングトランジスタ10の入力動作下限値(しきい値)より入力電圧 E_i が低くなると、もはやスイッチングトランジスタ10自体が動作しないので、その時点で定常動作が断たれる。

第3図に示す入力電圧 E_i の経時的変化は、電源投入時のピーク値が電圧値 $E_i(2.5V)$ を超えている電源を連続動作させた場合のものであるが、従来のコンバータでは定常動作期間 T となるものの、本実施例においてはほぼ電圧値 $E_i(2.5V)$ 以下の下降時間 T を加えた定常動作期間 T となり、ほぼ下降時間 T だけ定常動作が延長される。また、ピーク値が電圧値 $E_i(1.8V)$ を超えるものの、電圧値 $(2.5V)$ に達しない電源の場合には、従来

のコンバータによれば全く動作しないが、上記実施例にあっては動作可能であり、一旦起動すれば入力電圧 E_i がスイッチングトランジスタ10等のしきい値に下降するまで動作し続けることになる。また、直流電源01を電池で構成した場合、その電圧が低下して来ても、一度電源をオフにすると、再び電圧値がかなり回復するのが通例であるので、この電池特性を最大限に活用することができる。

第4図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第2実施例を示すブロック回路図である。尚、第4図において第1図に示す部分と同一部分には同一参照符号を付し、その説明を省略する。

この実施例のうち第1実施例と異なる点は、出力端子20と接地間に接続される負荷が短絡したとき、これによるスイッチングトランジスタ10の破壊を防止するために、スイッチングトランジスタ10のベースBと出力端子20との間に、信号吸収手段としてのダイオードDを設けたところにある。本実施例の場合、ダイオードDのアノードはスイッチングトランジスタ10のベースBに接続され、

そのカソードは出力端子20に接続されている。

今、コンバータが定常動作中に、出力端子20が何らかの原因で接地（負荷短絡）したとき、出力電圧 E_o が接地電圧（0V）まで低下する。この出力電圧 E_o の低下（消失）によって制御回路4の動作が停止し、ドライブパルスP2が発生しなくなり、ドライブパルスP1がドライブパルス選択回路5を介してスイッチングトランジスタ10に代わって与えられるが、ダイオードDのカソード電圧は0Vであるから、ダイオードDが導通し、代替的にスイッチングトランジスタ10のベースBに与えられたドライブパルスP1がダイオードDを介して逃げ、これによりスイッチングトランジスタ10が完全に遮断され、負荷短絡に伴うスイッチングトランジスタ10の過電流による破壊が防止される。尚、この実施例において、信号吸収手段としてのダイオードDのしきい値 V_F をスイッチングトランジスタ10のベース・エミッタ電圧 V_{BE} より低い値に設定するため、ダイオードDはしきい値の V_F の小さなショットキバリアダイオードとす

るので、ダイオードDの接合面積をトランジスタ Tr_1 のエミッタ面積より大きくすることが容易となり、ダイオードDの順方向電圧をトランジスタ Tr_1 のベース・エミッタ間電圧より小さくすることが、ダイオードDとしてショットキバリアダイオードに限らず、通常の接合型ダイオードを用いても充分可能である。従って、回路のIC化に際し集積し易く有利である。

第6図は本発明に係るDC-DCコンバータの第4実施例を示すブロック図である。尚、第6図において第5図に示す部分と同一部分には同一参照符号を付し、その説明を省略する。この実施例は昇圧手段としてトランス22を用いフライバック回路としたDC-DCコンバータである。

負荷短絡により出力電圧 E_o が接地電圧まで下がると、ダイオードDが導通し、パルス発振器3aからのパルスが吸収されるので、スイッチングトランジスタ10が完全に遮断し、出力電圧 E_o が出力されないが、一方負荷短絡が解消され、DC-DCコンバータを再起動する場合、入力電圧

ることが望ましい。また、定常状態ではダイオードDは非導通であるので、消費電力は増加しない利点がある。

第5図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第3実施例を示すブロック回路図である。この実施例においても信号吸収手段としてのダイオードDが使用されている。第2実施例と異なる点はダイオードDがIC化された起動パルス発生回路3内に設けられているところにある。即ち、起動パルス発生回路3は、入力電圧 E_i を入力源とするパルス発振器3aとそのパルスをドライブパルスP1として増幅出力するNPNトランジスタ Tr_1 、 Tr_2 の出力部とから構成されており、ダイオードDはNPNトランジスタ Tr_1 のベースBと出力端子20との間に接続されている。本実施例においては、ダイオードDのアノードはNPNトランジスタ Tr_1 のベースBに接続され、そのカソードは出力端子20に接続されている。IC内のトランジスタ Tr_1 のサイズはチップとしてのスイッチングトランジスタ10のそれに比して極めて小

E_i が投入されてもダイオードDが引き続き導通状態にあるので、パルス発振器3aからのパルスがダイオードDを介して逃がされてしまい、再起動不可能である。そこで、この実施例においては、直流電源01と出力端子20との間に電圧投入手段としての起動スイッチSWと抵抗Rとが直列接続されている。起動時に起動スイッチSWを一時閉成すると、直流電源01から抵抗Rを介して電圧（例えば0.1~0.4V）が出力端子20に出力電圧 E_o として印加され、ダイオードDは逆方向電圧が印加して非導通とされる。これによりパルス発振器3aで発生するパルスがNPNトランジスタ Tr_1 のベースBに入力されるので、起動パルス発生回路3からドライブパルスP1がドライブパルス選択回路5を介してスイッチングトランジスタ10のベースBに供給され、コンバータが起動される。そして、起動後は起動スイッチSWは開成される。このように、昇圧手段がトランスのDC-DCコンバータにおいては起動スイッチSWを付加することにより、起動が可能となる。

(発明の効果)

以上説明したように、本発明は、定常電圧値を維持すべき第2の開閉駆動信号を出力する第2の駆動信号発生手段の外に、第2の駆動信号発生手段の動作下限の第2電圧値より低い第1の電圧値を動作下限とし、第1の開閉駆動信号を出力する第1の駆動信号発生手段を設け、また第2の駆動信号発生手段の入力源を直流電源電圧とせず、直流出力電圧とし、更に起動時には第1の開閉駆動信号を、直流出力電圧が第2電圧値に昇圧された後においては第2の開閉駆動信号を、それぞれ切り換えて開閉手段に与える駆動信号切換手段を備える点に特徴を有するものであるから、次の効果を奏する。

①電源入力電圧についての動作電圧下限を極めて低くすることができ、コンバータの入力動作範囲が広くなり、また例えば電源電池の本数を少なくすることができる。更に、起電力が低下しても動作するので、電源電池等の長時間使用が可能となり、従来のものでは使用不能となった電池からも

電力をより多く引き出し活用することができる。
②上記手段に加えて、直流出力電圧の消失に受動して第1の開閉駆動信号を吸収する信号吸収手段を備える場合には、開閉手段の動作を完全に停止でき、負荷短絡に伴う開閉手段の破壊を防止できる。信号吸収手段が能動するのではなく、受動するものであるから、定常状態における信号吸収手段自体の電力消費をなすことができる。
③更に、昇圧手段がトランスである場合で、上記手段に加えて、直流電源電圧に基づく所定電圧値を直流出力電圧側に投入する電圧投入手段を備えるときには、上記信号吸収手段の吸収作用を解除できるので、この種のコンバータの起動を可能にすることができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第1実施例を示すブロック回路図である。

第2図は、同実施例におけるドライブパルスP1、P2のデューティ比を説明する波形図である。

第3図は、同実施例における入力電圧Eiの推

移を示すグラフ図である。

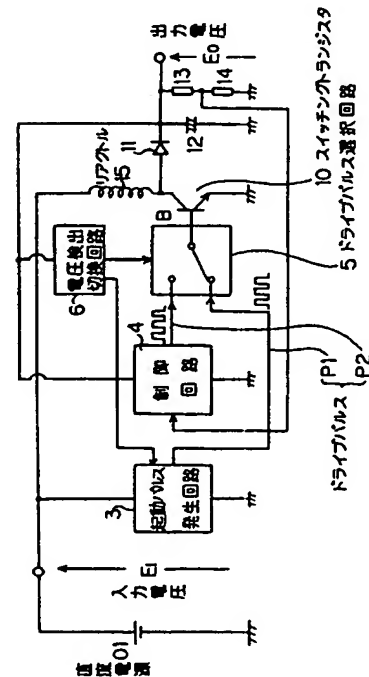
第4図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第2実施例を示すブロック回路図である。

第5図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第3実施例を示すブロック回路図である。

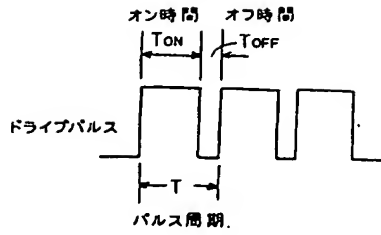
第6図は、本発明に係るDC-DCコンバータの第4実施例を示すブロック回路図である。

01—直流電源、Ei—入力電圧、Eo—出力電圧、3—起動パルス発生回路、4—制御回路、5—ドライブパルス選択回路、6—電圧検出切換回路、10—スイッチングトランジスタ、11—整流ダイオード、12—平滑コンデンサ、15—リアクトル、P1、P2—ドライブパルス、T—パルス周期、Ton—オン時間、Toff—オフ時間、E1—起動パルス発生回路の動作下限電圧値、E2—制御回路の動作下限電圧値、E3—出力電圧の定常電圧値、20—出力端子、D—信号吸収手段としてのダイオード、3a—パルス発振器、Tr1、Tr2—NPNトランジスタ、SW—電圧投入手段としての起動スイッチ、22—トランス。

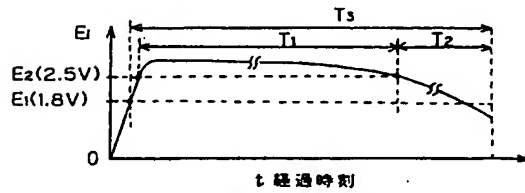
代理人 山 口 昌 雄



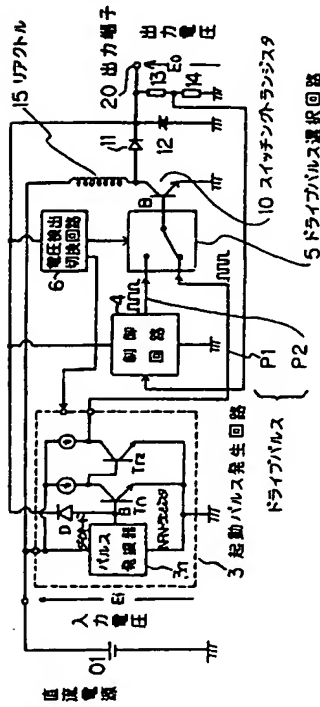
第 1 図



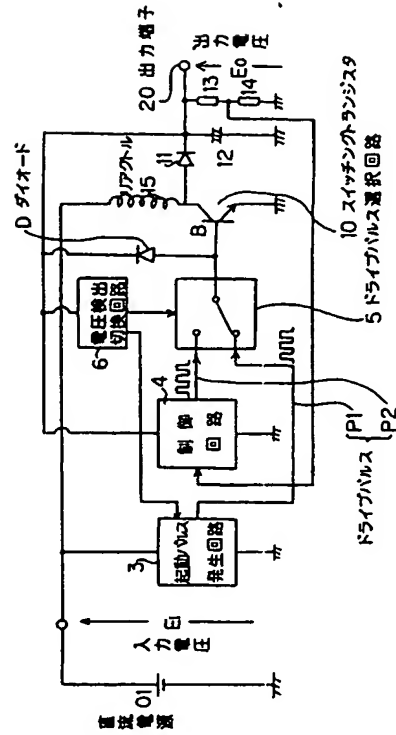
第 2 図



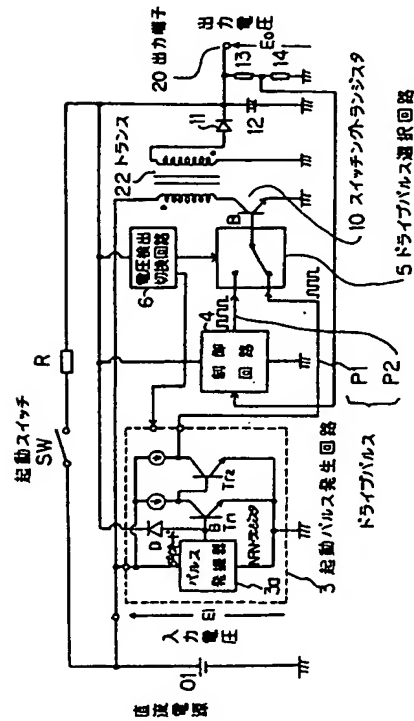
第 3 図



第 5 図



第 4 図



第 6 図